

COMPARACIÓN DE TÉCNICAS EN CONTROL PREDICTIVO APLICADO A INVERSOR CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA

Magaña José L.; López H.; Carrillo Roberto; Vázquez Nimrod; Vaquero Joaquín; Mejía Daniel.
Tecnológico Nacional de México en Celaya
Departamento de Ingeniería Electrónica
Av. Irrigación, 38010 Celaya, Gto.
Tel. 4611106170
m2303036@itcelaya.edu.mx

RESUMEN.

Las altas demandas de energía limpia han aumentado el uso de inversores para el aprovechamiento de las energías renovables, además debido a la capacidad de cálculo de las tarjetas digitales favorece la aplicación de la estrategia del control predictivo basado en modelo. En el presente artículo se realizó una comparación haciendo uso del control predictivo basado en modelo con dos técnicas de obtención del modelo de la topología (Por medio de ecuaciones diferenciales y obteniendo la respuesta completa de la corriente inyectada a la red) así como el uso de los estados redundantes para observar cual presenta menor error y reduce las conmutaciones de los interruptores utilizados.

Palabras Clave: Inversor, Control predictivo, Respuesta completa.

ABSTRACT.

The high demand for clean energy has increased the use of inverters for utilizing renewable energy. Additionally, the computational capacity of digital boards favors the application of Model Predictive Control (MPC) strategies. In this article, a comparison was made using MPC with two techniques for obtaining the model of the topology (through differential equations and by obtaining the complete response of the current injected into the grid), as well as the use of redundant states to observe which presents lower error and reduces the switching frequency.

Keywords: Inverter, Predictive Control, Complete response.

1. INTRODUCCIÓN

El modelo del control predictivo (MPC) es una gran solución para el control de convertidores cuya aplicación se ha incrementado debido al desarrollo de las tarjetas digitales en su capacidad de realizar una gran cantidad de cálculos de manera rápida [1], tomando ventaja de los estados de conmutación de los convertidores para resolver un problema de optimización. [2].

Se concluyó que su implementación depende de tres elementos clave que son el modelo de predicción, la función de costo y el algoritmo de optimización [3], y este modelo de control se ha aplicado a diversos convertidores e inversores [4]-[7].

Debido a la demanda de energía limpia, confiable y eficiente, los inversores han sido de gran importancia principalmente por su capacidad de convertir la energía DC a AC, una condición fundamental para incorporar la energía renovable en las redes eléctricas actuales [8]. Una de las opciones para aprovechar las energías renovables son los inversores conectados a la red eléctrica [9].

En el presente artículo se realizó una comparación utilizando la estrategia de control predictivo basado en modelo de la

topología propuesta en [10] modificándola, agregando un nuevo modo de operación, en donde se obtuvo las ecuaciones del modelo por medio de ecuaciones diferenciales discretizadas por el método de Euler y por la respuesta completa discretizada, además de, utilizar los estados redundantes de la topología y observar cual presenta una reducción del error en las corrientes y minimizar la frecuencia de conmutación de los interruptores.

2. DESARROLLO

2.1. Topología propuesta.

La topología propuesta en la figura 1, presenta un inversor conectado a la red eléctrica, el cual consiste en siete interruptores unidireccionales (MOSFET) con su respectivo diodo en serie (D). La fuente de poder es una fuente de voltaje en CD (V_{IN}), sustituyendo a un panel fotovoltaico, en la sección central se encuentra un inductor (L_M) con su resistencia parásita en serie (R_M), este inductor actuará como una fuente de corriente CD. En la sección derecha de la topología se encuentra un filtro LC conectado a la red eléctrica (V_{RED}), el cual consiste en el capacitor (C_F), el inductor (L_F) y su respectiva resistencia en serie (R_F).

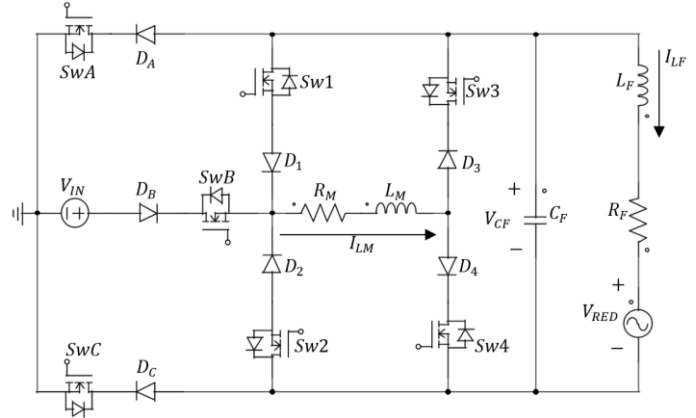


Figura 1. Topología propuesta de inversor conectado a la red eléctrica.

2.2. Modos de operación.

La topología propuesta tiene 6 modos de operación.

El modo de operación de libre circulación mantiene constante la corriente en el inductor L_M .

El modo de operación de “Descarga semiciclo positivo”, el inductor L_M proporciona corriente al filtro y a la red eléctrica en dirección positiva.

El modo de operación “Descarga semiciclo negativo” de forma similar proporciona corriente al filtro y a la red eléctrica a través del inductor L_M pero en sentido contrario.

En el modo de operación “Carga”, el inductor L_M está siendo cargado, conectado en paralelo a la fuente de voltaje lo que ocasiona que la corriente en el inductor L_M aumente. Finalmente se tienen los modos de operación “Suma de voltajes +Vcf” y “Suma de voltajes -Vcf”, en estas configuraciones el inductor L_M proporciona corriente al filtro y a la red de forma similar a los modos “Descarga semiciclo positivo” y “Descarga semiciclo negativo” respectivamente, con la particularidad de estar conectados a la fuente de voltaje, lo que permite una mayor inyección de corriente al filtro.

En la tabla 1, se puede observar los modos de operación y sus estados redundantes, siendo un total de 20 configuraciones.

Tabla 1. Modos de operación y configuración de los interruptores.

Modo de operación	SwA	SwB	SwC	Sw1	Sw2	Sw3	Sw4
Libre circulación	0	0	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	0
	0	1	0	1	0	1	0
	0	0	1	1	0	1	0
	0	0	0	0	1	0	1
	1	0	0	0	1	0	1
	0	1	0	0	1	0	1
Descarga Semiciclo positivo	0	0	0	0	1	1	0
	1	0	0	0	1	1	0
	0	1	0	0	1	1	0
	0	0	1	0	1	1	0
Descarga Semiciclo negativo	0	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	1	0	0	1
	0	1	0	1	0	0	1
	0	0	1	1	0	0	1
Carga	0	1	1	0	0	0	1
	1	1	0	0	0	1	0
Suma de voltajes +V _{CF}	0	1	1	0	0	1	0
Suma de voltajes -V _{CF}	1	1	0	0	0	0	1

Para efectos del filtro de corriente e inyección de corriente a la red, se tienen tres modos de operación, inyección de corriente del inductor L_M en sentido positivo, negativo y nula como se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2. Niveles de corriente en el inductor L_F .

Modo de operación	Nivel I_{LF}
Libre circulación	0
Descarga semiciclo positivo	$+I_{LM}$
Descarga semiciclo negativo	$-I_{LM}$
Carga	0
Suma de voltajes +Vcf	$+I_{LM}$
Suma de voltajes -Vcf	$-I_{LM}$

A partir de estos 3 modos de operación, el control se encargará de seguir la referencia ya sea inyectando corriente del inductor L_M en sentido positivo, negativo o nulo.

2.3. Control utilizado.

El control propuesto para este convertidor es el Control predictivo basado en Modelo (MBPC).

Se obtuvo el modelo de los 6 estados principales cuyas variables de interés son la corriente del inductor L_M (I_{LM}) y la corriente del inductor L_F (I_{LF}). En la tabla 3, se puede observar las ecuaciones de la corriente del inductor discretizadas por el método de Euler para cada modo de operación.

Tabla 3. Ecuaciones de I_{LM} discretizadas por el método de Euler para cada modo de operación

Modo de operación	Ecuación discretizada por el método de Euler
Libre circulación	$I_{LM}(k+1) = I_{LM}(k) \left(1 - \frac{R_M T_S}{L_M}\right)$
Descarga semiciclo positivo	$I_{LM}(k+1) = I_{LM}(k) \left(1 - \frac{R_M T_S}{L_M}\right) - \frac{1}{L_M} T_S V_{CF}(k)$
Descarga semiciclo negativo	$I_{LM}(k+1) = I_{LM}(k) \left(1 - \frac{R_M T_S}{L_M}\right) + \frac{1}{L_M} T_S V_{CF}(k)$
Carga	$I_{LM}(k+1) = I_{LM}(k) \left(1 - \frac{R_M T_S}{L_M}\right) + \frac{T_S}{L_M} V_{IN}(k)$
Suma de voltajes +V _{CF}	$I_{LM}(k+1) = I_{LM}(k) \left(1 - \frac{R_M T_S}{L_M}\right) + \frac{T_S}{L_M} (V_{IN}(k) - V_{CF}(k))$
Suma de voltajes -V _{CF}	$I_{LM}(k+1) = I_{LM}(k) \left(1 - \frac{R_M T_S}{L_M}\right) + \frac{T_S}{L_M} (V_{IN}(k) + V_{CF}(k))$

Para la corriente del inductor L_F (I_{LF}), se tienen 3 modos de operación los cuales se analizaron con los circuitos equivalentes que se muestra en la figura 2.

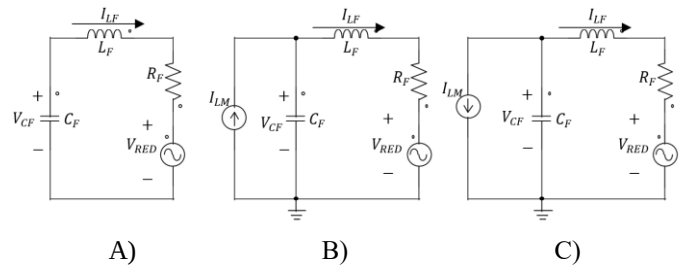


Figura 2. Circuitos equivalentes de los 3 modos de operación para el inductor L_F . A) Modo de operación con inyección de corriente nula. B) Modo de operación con inyección de corriente $+I_{LM}$. C) Modo de operación con inyección de corriente $-I_{LM}$.

A partir de estos circuitos equivalentes es posible obtener las ecuaciones para poder predecir el comportamiento de la corriente inyectada a la red I_{LF} , estas pueden ser por ecuaciones

diferenciales de segundo orden o analizando la respuesta completa.

En la tabla 4, se muestran las ecuaciones de la variable I_{LF} expresadas en su forma discretizada por el método de Euler.

Tabla 4. Ecuaciones de la variable I_{LF} por el método de Euler.

Modo de operación	Ecuación discretizada por el método de Euler
Inyección de corriente nula	$I_{LF}(K+1) = \frac{\left((T_s)^2 \left(\frac{-I_{LF}(K)}{C_F L_F} \right) \right) + 2I_{LF}(K) - I_{LF}(K-1) + T_s I_{LF}(K)}{1 + T_s}$
Inyección de corriente $+I_{LM}$	$I_{LF}(K+1) = \frac{\left((T_s)^2 \left(\frac{-I_{LM}(K) - I_{LF}(K)}{C_F L_F} \right) \right) + 2I_{LF}(K) - I_{LF}(K-1) + T_s I_{LF}(K)}{1 + T_s}$
Inyección de corriente $-I_{LM}$	$I_{LF}(K+1) = \frac{\left((T_s)^2 \left(\frac{I_{LM}(K) - I_{LF}(K)}{C_F L_F} \right) \right) + 2I_{LF}(K) - I_{LF}(K-1) + T_s I_{LF}(K)}{1 + T_s}$

Para la respuesta completa, se utilizó el caso de raíces imaginarias, por lo tanto, la respuesta completa al ser una ecuación diferencial de segundo orden tendrá la siguiente estructura que se muestra en la ecuación (1).

$$I_{LF}(K+1) = e^{\alpha T_s} (A \cos(\beta T_s) + B \sin(\beta T_s)) + \text{Respuesta forzada} \quad (1)$$

Las variables α y β para los tres modos de operación se muestran en las ecuaciones (2) y (3) respectivamente.

$$\alpha = -\frac{R_F}{2L_F} \quad (2)$$

$$\beta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_F^2}{L_F^2} - \frac{4}{C_F L_F}} \quad (3)$$

A continuación, se muestra en la tabla 5, las variables de las ecuaciones de la respuesta completa de la variable I_{LF} en su forma discretizada, estas ecuaciones utilizan el valor del voltaje del capacitor $C_F(V_{CF})$, por lo que tendrá que ser muestreado.

Tabla 5. Ecuaciones de la respuesta completa de la variable I_{LF} .

Circuito equivalente	Respuesta forzada	Variables A y B discretizadas
Modo de operación con inyección de corriente $+I_{LM}$	$-I_{LM}(K)$	$A = I_{LF}(K) + I_{LM}(K)$ $B = \frac{V_{RED}(K) - R_F I_{LF}(K) - V_{CF}(K) - \alpha(I_{LF}(K) + I_{LM}(K))}{\beta}$
Modo de operación con	$+I_{LM}(K)$	$A = I_{LF}(K) - I_{LM}(K)$

inyección de corriente $-I_{LM}$		$B = \frac{\frac{V_{RED}(K) - R_F I_{LF}(K) - V_{CF}(K)}{L_F} - \alpha(I_{LF}(K) - I_{LM}(K))}{\beta}$
Inyección de corriente nula	0	$A = I_{LF}(K)$ $B = \frac{\frac{V_{RED}(K) - R_F I_{LF}(K) - V_{CF}(K)}{L_F} - \alpha(I_{LF}(K))}{\beta}$

2.4. Función de costo.

Para la selección del mejor estado se utilizaron dos funciones de costo, sin estados redundantes y con estados redundantes como se muestran en las ecuaciones (4) y (5) respectivamente.

$$E_n = (I_{LMREF} - I_{LMX}(K+1))^2 + (I_{RFREF} - I_{LFX}(K+1)) \quad (4)$$

$$E_n = (I_{LMREF} - I_{LMX}(K+1))^2 + (I_{RFREF} - I_{LFX}(K+1)) + F_p((ESWA \text{ XOR } PSW_A) \dots (ESW_4 \text{ XOR } PSW_4)) \quad (5)$$

En donde:

E_n = Función de costo para el modo de operación calculado.

I_{LMREF} = Corriente de referencia para I_{LM} .

$I_{LMX}(K+1)$ = Corriente I_{LM} calculada en el modo de operación seleccionado.

I_{RFREF} = Corriente de referencia para I_{LF} .

$I_{LFX}(K+1)$ = Corriente I_{LF} calculada en el modo de operación seleccionado.

F_p = Factor de peso.

$ESWA$ = Configuración del SwA para ese modo de operación

$PSWA$ = Posición actual del interruptor SwA

De esta forma al utilizar la ecuación (5) únicamente se evaluarán 6 configuraciones y se determinará la que presente menor error, sin embargo, al utilizar la ecuación (6), se tendrá en cuenta cual configuración realiza menos conmutaciones, de esta forma se tendrá que evaluar cada modo de operación con sus estados redundantes.

En la figura 3. se observa el diagrama generalizado de control.

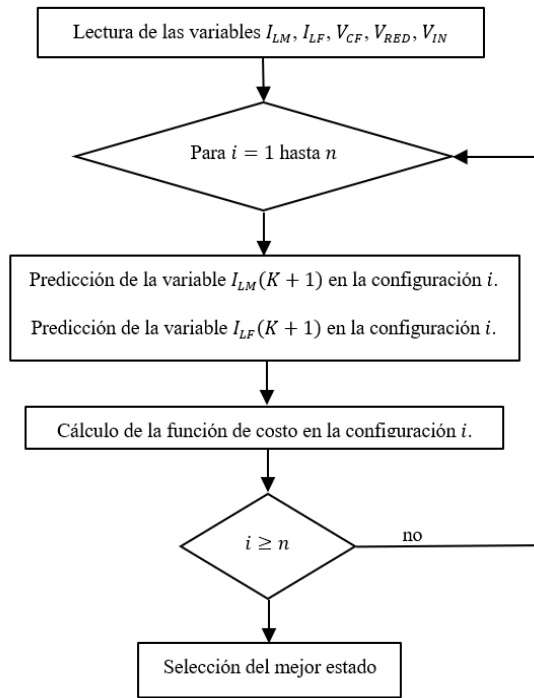


Figura 3. Diagrama generalizado de control.

2.5. Filtro de salida.

Para obtener los valores de los componentes, es necesario realizar la sintonización del filtro, para esto se necesitó analizar la función de transferencia de la corriente I_{LF} que se muestra en la ecuación (6).

$$\frac{I_{LM}(S)}{I_{LF}(S)} = \frac{\frac{1}{L_F C_F}}{S^2 + \frac{R_F}{L_F} S + \frac{1}{L_F C_F}} \quad (6)$$

A partir de la ecuación (6), se obtuvo la ecuación de la magnitud (M) como se muestra en la ecuación (7).

$$M = \frac{\frac{1}{L_F C_F}}{\sqrt{\left(-\omega^2 + \frac{1}{L_F C_F}\right)^2 + \left(\frac{R_F}{L_F} \omega\right)^2}} \quad (7)$$

Donde:

ω = Frecuencia angular.

Para obtener el valor del inductor L_F se despeja la variable de la ecuación (7), mostrado en la ecuación (8).

$$L_F = \frac{\sqrt{\frac{(-4)R_F^2 \omega^6 + 4\omega^4}{M^2 C_F^2} + \omega^2}}{\omega^4} \quad (8)$$

Para garantizar que las raíces sean complejas, es necesario cumplir con la ecuación (9) donde $X < 1$.

$$C_F = X \left(\frac{1}{\omega M R_F} \right) \quad (9)$$

3. RESULTADOS.

3.1. Resultados de simulación.

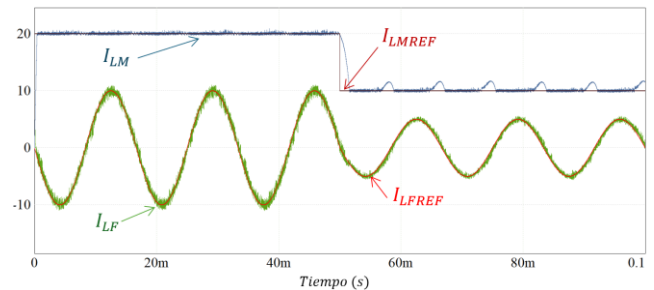
Los resultados presentados fueron obtenidos del Software PSIM Professional 2021b.0.7 con los valores de la tabla 6.

Tabla 6. Parámetros de simulación.

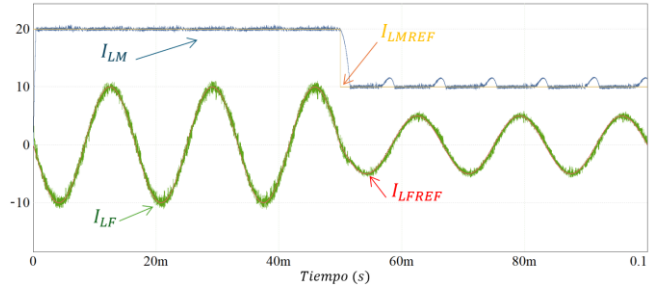
Descripción	Símbolo	Valor
Inductor central	L_M	0.005H
Inductor del filtro	L_F	27.103 μ H
Capacitor del filtro	C_F	74.937 μ F
Voltaje de entrada	V_{IN}	250 V
Resistencia parásita del inductor L_M	R_M	0.5 Ω
Resistencia parásita del inductor L_F	R_F	0.5 Ω
Corriente de referencia del inductor L_M	I_{LMREF}	20A
Corriente de referencia del inductor L_F	I_{LFREF}	10sen(60)A
Voltaje de red	V_{RED}	170sen(60)V
Tiempo de estimación	T_S	11 μ s
Factor de peso de función de costo para estados redundantes	F_P	0.01

Se realizó la simulación para los 4 casos, utilizando la ecuación diferencial discretizada por el método de Euler sin estados redundantes (Ec. Dif. S.E.R) y con estados redundantes (Ec. Dif. C.E.R) y utilizando la respuesta completa discretizada de la variable I_{LF} sin estados redundantes (Resp. Comp. S.E.R) y con estados redundantes (Resp. Comp. C.E.R.).

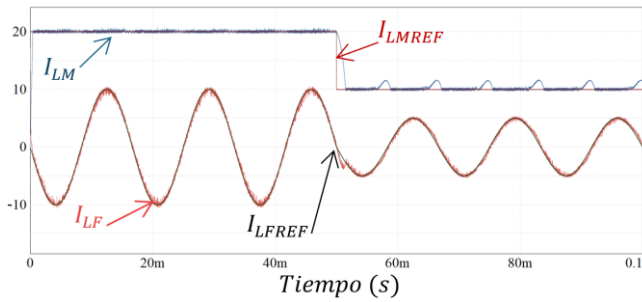
En la figura 4, se muestran los resultados de simulación de las variables I_{LM} e I_{LF} con su respectiva señal de referencia para los 4 casos, observando que la señal I_{LF} presenta menor ruido al utilizar la respuesta completa discretizada.



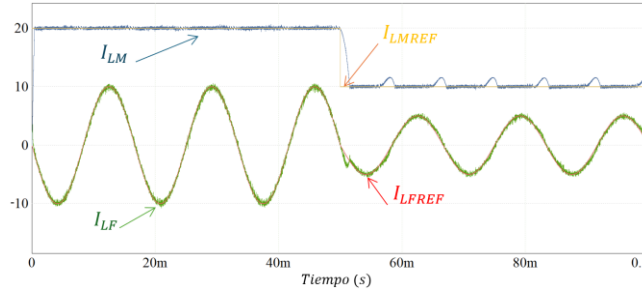
a)



b)



c)

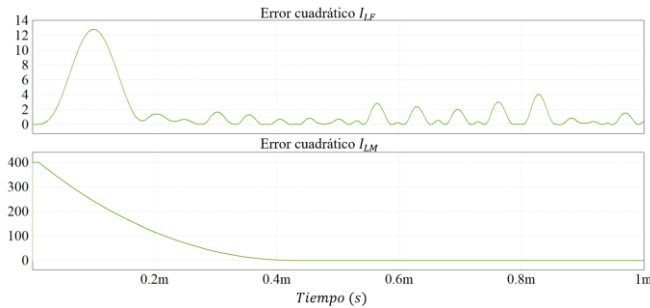


d)

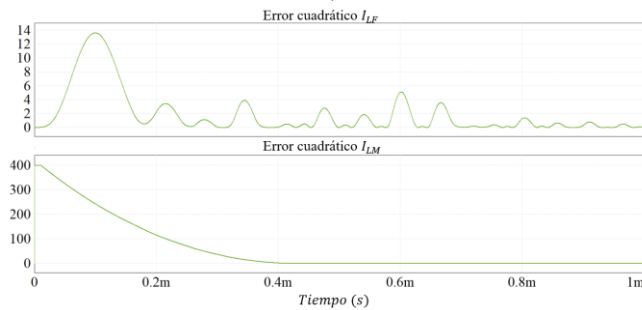
Figura 4. Simulación de las variables I_{LM} e I_{LF} con su respectiva señal de referencia con un cambio de referencia en el segundo 0.05 para a) Ec. Dif. S.E.R b) Ec. Dif C.E.R c) Resp. Comp. S.E.R. d) Resp. Comp. C.E.R.

3.2. Error en las corrientes I_{LM} e I_{LF} .

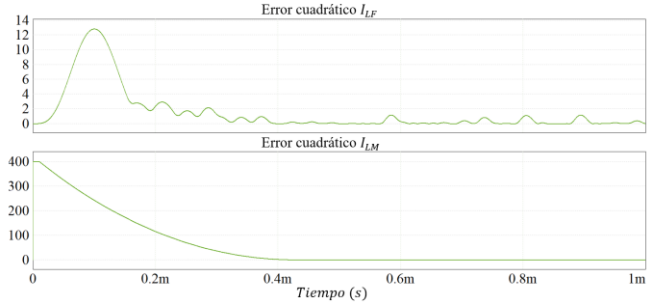
A continuación, en la figura 5, se muestra el error cuadrático de las variables I_{LM} e I_{LF} en estado transitorio para los cuatro casos, este error es desde que inicia de 0 hasta llegar a converger con su respectiva señal de referencia.



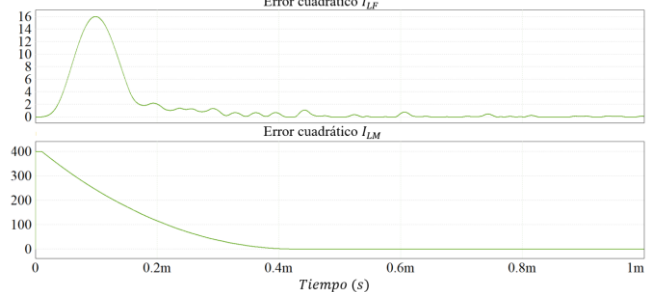
a)



b)



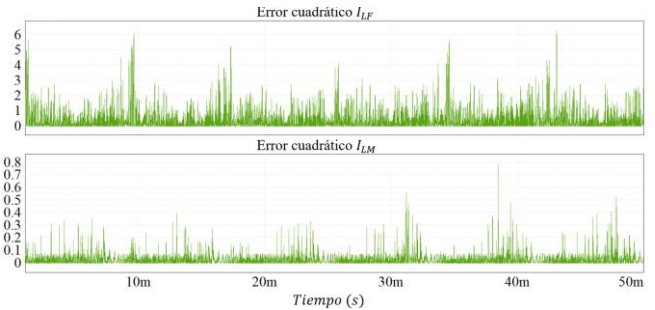
c)



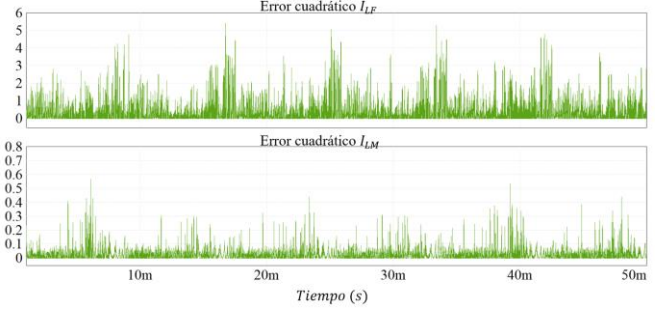
d)

Figura 5. Error cuadrático de las variables I_{LM} e I_{LF} en estado transitorio para a) Ec. Dif. S.E.R b) Ec. Dif C.E.R c) Resp. Comp. S.E.R. d) Resp. Comp. C.E.R.

Se puede apreciar que el error cuadrático en estado transitorio es mayor al utilizar estados redundantes, a pesar de que el caso de Resp. Comp. C.E.R presente mayor error en estado transitorio, su error en estado estable, es decir, la corriente ya se encontró con su respectiva referencia, es menor. En la figura 6, se puede apreciar el error en estado estable de las corrientes I_{LF} e I_{LM} para los 4 casos.



a)



b)

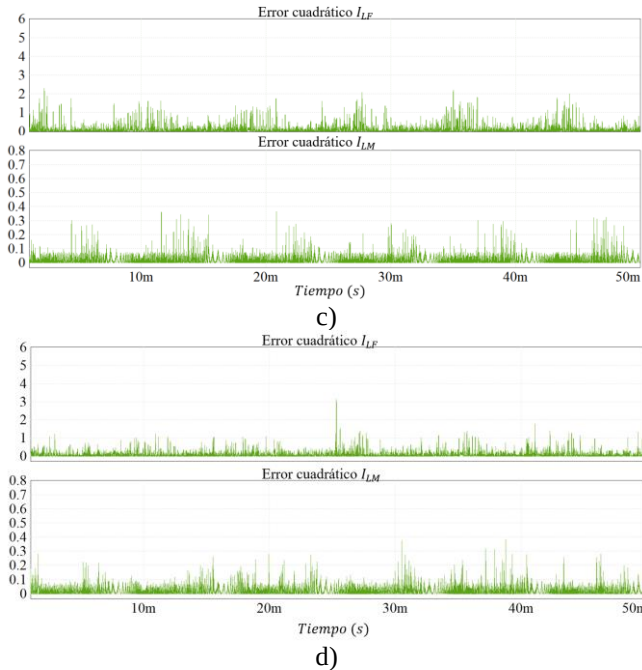


Figura 6. Error cuadrático de las variables I_{LM} e I_{LF} en estado estable para a) Ec. Dif. S.E.R b) Ec. Dif C.E.R c) Resp. Comp. S.E.R. d) Resp. Comp. C.E.R.

Se puede apreciar que al utilizar la respuesta completa el error es menor a comparación de utilizar ecuaciones diferenciales discretizadas por el método de Euler, además el caso de Resp. Comp. C.E.R presenta una mayor reducción del error.

3.3. Conmutaciones de los interruptores.

Se evaluó el número de conmutaciones de cada interruptor en un tiempo de 0.01 segundos, sin aplicar un cambio de referencia en las corrientes.

En la tabla 7, se puede observar el número de conmutaciones para cada interruptor para los cuatro casos.

Tabla 7. Número de conmutaciones para cada interruptor en un tiempo de 0.1 s para cada caso.

Interruptor	Ec. Dif S.E.R	Ec. Dif C.E.R	Resp. Comp. S.E.R.	Resp. Comp. C.E.R
SwA	713	29	848	58
SwB	1539	759	1749	971
SwC	713	645	848	701
Sw1	1360	1539	1919	1994
Sw2	2063	1676	2827	2360
Sw3	1347	1028	2273	1415
Sw4	1348	1028	2273	1415

Al realizar la comparación de las conmutaciones, los casos que utilizan los estados redundantes presentan menor número de conmutaciones a diferencia de los que no utilizan estos estados, además, al utilizar las ecuaciones diferenciales discretizadas, el número de conmutaciones es menor que al utilizar la respuesta completa.

4. CONCLUSIONES.

Se realizó una comparación utilizando 4 métodos para la obtención del modelo utilizado, con ecuaciones diferenciales sin estados redundantes, con ecuaciones diferenciales con estados redundantes, por medio de la respuesta completa sin estados redundantes y con estados redundantes.

Los resultados presentados demuestran que utilizar las ecuaciones en la forma de respuesta completa presenta mayor fiabilidad en el seguimiento de corriente, a diferencia de utilizar las ecuaciones diferenciales. Por otra parte, al agregar los estados redundantes en la función de costo, además de disminuir las conmutaciones en los interruptores, es posible reducir el error como se mostró al utilizar la respuesta completa con estados redundantes, siento este caso la señal con menor error.

Cabe destacar que la selección correcta del factor de peso para los estados redundantes juega un papel muy importante, ya que se puede sacrificar el error para poder disminuir aún más las conmutaciones.

5. REFERENCIAS

- [1] Vazquez, S., Leon, J. I., Franquelo, L. G., Rodriguez, J., Young, H. A., Marquez, A., & Zanchetta, P. (2014). Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1), 16–31. doi:10.1109/mie.2013.2290138
- [2] Cortes, P., Kazmierowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., & Rodriguez, J. (2008). Predictive Control in Power Electronics and Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12), 4312–4324. doi:10.1109/tie.2008.2007480
- [3] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- [4] Rodriguez, J., Kazmierowski, M. P., Espinoza, J. R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H. A., & Rojas, C. A. (2013). State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1003–1016. doi:10.1109/tii.2012.2221469
- [5] Mariethoz, S., Almer, S., Baja, M., Beccuti, A. G., Patino, D., Wernrud, A., ... Riedinger, P. (2010). Comparison of Hybrid Control Techniques for Buck and Boost DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18(5), 1126–1145. doi:10.1109/tcst.2009.2035306
- [6] Geyer, T. (2011). A Comparison of Control and Modulation Schemes for Medium-Voltage Drives: Emerging Predictive Control Concepts Versus PWM-Based Schemes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), 1380–1389. doi:10.1109/tia.2011.2127433
- [7] Villegas, J., Vazquez, S., Carrasco, J. M., & Gil, I. (2010). Model Predictive Control of a switched reluctance machine using discrete Space Vector Modulation. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. doi:10.1109/isie.2010.5637881
- [8] Munoz, J., Soto, B., Villalon, A., Rivera, M., Cossutta, P., & Aguirre, M. (2018). Predictive Control of a 27-level Asymmetric Multilevel Current Source Inverter. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (IEEEIC / I&CPS Europe). doi:10.1109/eeeic.2018.8493715
- [9] Jing, W., Xiaowei, C., & Jieli, L. (2016). Research on the single-phase single-stage photovoltaic grid-connected current source inverter. 2016 China International Conference on Electricity Distribution (CICED). doi:10.1109/ciced.2016.7575936
- [10] H. López, J. Rodríguez-Reséndiz, X. Guo, N. Vázquez and R. V. Carrillo-Serrano, "Transformerless Common-Mode Current-Source Inverter Grid-Connected for PV Applications," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 62944–62953, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2873504.